

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 10200505 A

(43) Date of publication of application: 31.07.98

(51) Int. Cl

H04J 13/04

(21) Application number: 09000394

(22) Date of filing: 06.01.97

(71) Applicant: SONY CORP

(72) Inventor: NARUSE TETSUYA

(54) RECEIVER, RECEPTION METHOD AND
TERMINAL EQUIPMENT FOR RADIO SYSTEM

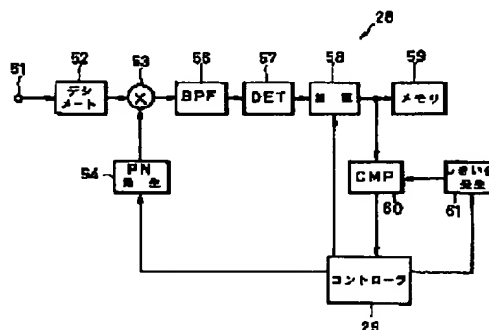
shifted to the next.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make a search time fast, to surely set an optimum path to a finger and to set a threshold, corresponding to the number of times of addition at a searching time in a receiver of a RAKE method.

SOLUTION: In the case of obtaining a correlation value with a received code, while shifting a phase of a PN code for each prescribed tip, the correlation value is obtained by accumulating inverse spread outputs. In this case, a threshold generating circuit 61 generates a threshold, corresponding to the number of times of cumulative addition of the inverse spread outputs. That is, the threshold is increased corresponding to the increase of the number of times of cumulative addition. Or the number of times of cumulative addition is normalized and the result is compared with the threshold. When the number of times of cumulative addition does not reach a prescribed threshold level, as the correlation is weak, the phase is immediately



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-200505

(43) 公開日 平成10年(1998) 7月31日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 J 13/04

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

G

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願平9-394

(22) 出願日 平成9年(1997) 1月6日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 成瀬 哲也

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

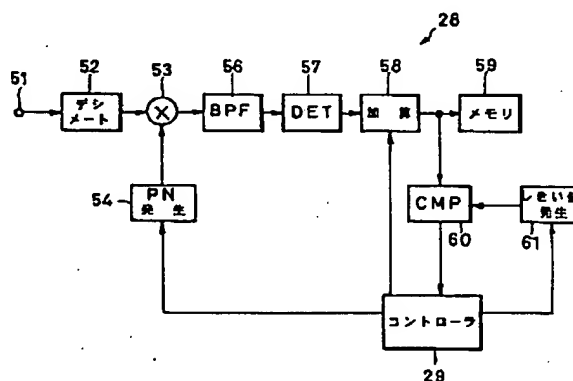
(74) 代理人 弁理士 杉浦 正知

(54) 【発明の名称】 受信装置及び受信方法、並びに無線システムの端末装置

(57) 【要約】

【課題】 RAKE方式の受信機で、サーチ時に加算回数に応じた閾値が設定でき、サーチ時間が高速化できると共に、フィンガへの最適なパスを確実に設定できるようにする。

【解決手段】 PN符号の位相を所定のチップ毎に動かしながら、受信符号との相関値を求めていく際に、逆拡散出力を累積加算して、相関値を求めるようにしている。このとき、閾値発生回路61からは、逆拡散出力の累積加算数に応じた閾値を発生させる。すなわち、加算回数が増加するのに応じて、その閾値を大きくしている。または、加算回数を正規化して、閾値と比較する。そして、累積加算数が所定の閾値に達していない場合には、相関が弱いとして、直ちに次の位相にシフトする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 拡散符号によりスペクトラム拡散された信号を受信する受信装置において、マルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索するサーチと、上記検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調する複数のフィンガと、上記複数のフィンガの出力を合成するコンバイナとを有し、上記サーチは、送信時の拡散符号と同一のパターンで、順次その位相がシフトされる符号を発生する符号発生手段と、受信信号と上記符号発生手段からの符号とを乗算して逆拡散を行う逆拡散手段と、上記逆拡散手段の出力レベルを累積加算する毎に、上記逆拡散手段の出力レベルの累積加算値と閾値とを比較し、上記累積値が所定の閾値より小さければ相関が殆ど無いと判断するようにし、上記累積値が所定の上記閾値より大きければ、上記逆拡散手段の出力レベルを累積加算して相関値を求める相関値検出手段と、上記相関検出手段で検出された相関値の中から相関値の大きいものを複数個選択する手段とを備えるようにしたようにしたことを特徴とする受信装置。

【請求項2】 上記閾値を、上記加算回数に応じて変化させるようにした請求項1記載の受信装置。

【請求項3】 上記閾値を所定の値とし、上記累積加算値を上記加算回数で正規化するようにした請求項1記載の受信装置。

【請求項4】 上記サーチは、全位相を複数のグループに分割し、各グループ毎に相関値の最高値を検出し、上記各グループ毎の最高値から復調できる可能性の高い位相を用いて復調するようにした請求項1記載の受信装置。

【請求項5】 拡散符号によりスペクトラム拡散された信号を受信する受信方法において、サーチでマルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索し、複数のフィンガで上記検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調し、コンバイナで上記複数のフィンガの出力を合成し、上記サーチは、送信時の拡散符号と同一のパターンで、順次その位相がシフトされる符号を発生し、受信信号と上記符号発生手段からの符号とを乗算して逆拡散を行ない、上記逆拡散出力レベルを累積加算する毎に、上記逆拡散レベルの累積加算値と上記閾値とを比較し、上記累積値が所定の閾値より小さければ相関が殆ど無いと判断するようにし、上記累積値が所定の上記閾値より大きければ、上記逆拡散手段の出力レベルを累積加算して相関値を求め、

上記相関値の中から相関値の大きいものを複数個選択するようにしたことを特徴とする受信方法。

【請求項6】 上記閾値を、上記加算回数に応じて変化させるようにした請求項5記載の受信方法。

【請求項7】 上記閾値を所定の値とし、上記累積加算値を上記加算回数で正規化するようにした請求項5記載の受信方法。

【請求項8】 上記サーチは、全位相を複数のグループに分割し、各グループ毎に相関値の最高値を検出し、上記各グループ毎の最高値から復調できる可能性の高い位相を用いて復調するようにした請求項5記載の受信方法。

【請求項9】 拡散符号により送信信号をスペクトラム拡散して送信し、拡散符号の符号系列のパターンや位相を異ならせることにより、多次元接続を可能とした無線システムの端末装置において、マルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索するサーチと、上記検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調する複数のフィンガと、上記複数のフィンガの出力を合成するコンバイナとを有し、

上記サーチは、送信時の拡散符号と同一のパターンで、順次その位相がシフトされる符号を発生する符号発生手段と、受信信号と上記符号発生手段からの符号とを乗算して逆拡散を行う逆拡散手段と、

上記逆拡散手段の出力レベルを累積加算する毎に、上記逆拡散手段の出力レベルの累積加算値と閾値とを比較し、上記累積値が所定の閾値より小さければ相関が殆ど無いと判断するようにし、上記累積値が所定の上記閾値より大きければ、上記逆拡散手段の出力レベルを累積加算して相関値を求める相関値検出手段と、上記相関検出手段で検出された相関値の中から相関値の大きいものを複数個選択する手段とを備えるようにしたようにしたことを特徴とする無線システムの端末装置。

【請求項10】 上記閾値を、上記加算回数に応じて変化させるようにした請求項9記載の無線システムの端末装置。

【請求項11】 上記閾値を所定の値とし、上記累積加算値を上記加算回数で正規化するようにした請求項9記載の無線システムの端末装置。

【請求項12】 上記サーチは、全位相を複数のグループに分割し、各グループ毎に相関値の最高値を検出し、上記各グループ毎の最高値から復調できる可能性の高い位相を用いて復調するようにした請求項9記載の無線システムの端末装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

50 【発明の属する技術分野】 この発明は、CDMA (Code

Division Multiple Access) 方式のセルラ電話システムに用いて好適な受信装置及び受信方法並びに無線システムの端末装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、擬似ランダム符号を拡散符号として用いて送信信号の搬送波をスペクトラム拡散して送信し、拡散符号の符号系列のパターンや位相を異ならせることにより、多次元接続を可能にしたCDMA方式のセルラ電話システムが注目されている。

【0003】CDMA方式では、通信方式として、スペクトラム拡散方式が用いられている。スペクトラム拡散方式では、送信時に、搬送波が送信データにより一次変調され、更に、この一次変調された搬送波に対してPN (Pseudorandom Noise) 符号が乗じられ、搬送波がPN符号により変調される。一次変調としては、例えば、平衡QPSK変調が用いられる。PN符号はランダム符号であるから、このように搬送波がPN符号により変調を受けると、その周波数スペクトラムが広げられる。

【0004】そして、受信時には、送信側と同一のPN符号が乗じられる。受信時に、送信時と同一のPN符号で、その位相が合致していると、逆拡散が行われ、一次変調出力が得られる。この一次変調出力を復調することにより、受信データが得られる。

【0005】スペクトラム拡散方式では、受信時に信号を逆拡散するためには、そのパターンのみならず、その位相についても、送信側と同一のPN符号が必要がある。したがって、PN符号のパターンや位相を変えることにより、多次元接続が可能となる。このように、拡散符号の符号系列のパターンや位相を異ならせることにより多次元接続を可能にしたものがCDMA方式と呼ばれている。

【0006】セルラ電話システムとして、従来より、FDMA (Frequency Division Multiple Access) 方式やTDMA (Time Division Multiple Access) 方式が用いられている。ところが、FDMA方式やTDMA方式では、利用者数の急激な増大に対して対処することが困難になってきている。

【0007】つまり、FDMA方式は、異なる周波数のチャンネルを用いて多次元接続を行うものであり、アナログ方式のセルラ電話システムでは、専ら、FDMA方式が用いられている。

【0008】ところが、FDMA方式では、周波数利用効率が悪く、利用者数の急激な増大に対して、チャンネル数が不足しがちである。チャンネル数を増大するために、チャンネル間隔を狭くすると、隣接チャンネルの影響を受けやすくなったり、音質の劣化が生じる。

【0009】TDMA方式は、送信データを時間圧縮することにより、利用時間を分割し、同一の周波数を共有するようにしたもので、TDMA方式は、デジタル方式のセルラ電話システムとして、現在、広く普及してい

る。TDMA方式は、FDMA方式だけの場合に比べて、周波数利用効率が改善されるものの、チャンネル数には限界があり、利用者の急激な増大とともに、チャンネル数の不足が危惧されている。

【0010】これに対して、CDMA方式では、耐干渉性が優れており、隣接チャンネルの影響を受けにくい。このため、周波数利用効率が上がり、より多チャンネル化が図れる。

【0011】また、FDMA方式やTDMA方式では、マルチパスによるフェージングの影響を受けやすい。

【0012】つまり、図8に示すように、基地局201から携帯端末202に届く信号には、基地局201からの電波が携帯端末202に直接届くパスP1の他に、基地局201からの電波がビル203Aを反射して携帯端末202に届くパスP2や、基地局201からの電波がビル203Bを反射して携帯端末202に届くパスP3等、複数のパスがある。

【0013】基地局201からの電波が携帯端末202に直接届くパスP1に比べて、基地局201からの電波がビル203Aや203Bを反射して携帯端末202に届くパスP2及びP3は遅れが生じる。したがって、図9に示すように、携帯端末102には、異なるタイミングでパスP1からの信号S1、パスP2からの信号S2、パスP3からの信号S3が到達する。これら、複数のパスP1、P2、P3からの信号S1、S2、S3が干渉し合うと、フェージングが発生する。FDMA方式やTDMA方式では、このようなマルチパスによるフェージングの影響が問題となっている。

【0014】これに対して、CDMA方式では、ダイバシティRAKE方式を採用することにより、マルチパスによるフェージングの影響を軽減できると共に、S/N比の向上を図ることができる。

【0015】ダイバシティRAKE方式では、上述のような複数のパスの信号S1、S2、S3に対して、図10に示すように、複数のパスからの信号を夫々受信できる受信機221A、221B、221Cが用意される。そして、タイミング検出器222で、各パスにおける符号が捕捉され、この符号が各パスP1、P2、P3の受信機221A、221B、221Cに設定される。複数の受信機221A、221B、221Cにより、複数のパスP1、P2、P3の信号が夫々復調され、これらの受信出力が合成回路222で合成される。

【0016】スペクトラム拡散方式では、各パスによる干渉を受けづらい。そして、このように、複数のパスP1、P2、P3からの受信出力を夫々復調し、これら複数のパスからの復調出力を合成すれば、信号強度が大きくなり、S/N比の向上が図れると共に、マルチパスによるフェージングの影響が軽減できる。

【0017】上述の例では、説明のために、3つの受信機221A、221B、221Cと、タイミング検出器

222とによりダイバシティRAKE方式の構成を示したが、ダイバシティRAKE方式のセルラ電話端末では、通常、図11に示すように、各バスの復調出力を得るためのフィンガ251A、251B、251Cと、マルチバスの信号を検出するためのサーチャ252と、各バスの復調データを合成するためのデータコンバイナ253とが設けられる。

【0018】図11において、入力端子250に、中間周波数に変換されたスペクトラム拡散信号の受信信号が供給される。この信号が準同期検波回路255に供給される。準同期検波回路255は乗算回路で、準同期検波回路255で、入力端子250からの信号とPLLシンセサイザ256の出力とが乗算される。PLLシンセサイザ256の出力は、周波数コンバイナ257の出力により制御され、準同期検波回路255で受信信号が直交検波される。

【0019】準同期検波回路255の出力は、A/Dコンバータ258に供給される。A/Dコンバータ258で、この信号がデジタル信号に変換される。この際、A/Dコンバータ258のサンプリング周波数は、スペクトラム拡散に使われるPN符号の周波数よりも十分高い周波数に設定され、所謂オーバーサンプリングが行われる。

【0020】A/Dコンバータ258の出力は、フィンガ251A、251B、251Cに供給されると共に、サーチャ252に供給される。フィンガ251A、251B、251Cは、各バスにおける信号を逆拡散し、同期捕捉し、データを復調すると共に、周波数誤差を検出するものである。

【0021】サーチャ252は、受信信号の符号を捕捉し、フィンガ251A、251B、251Cに設定する各バスの符号を決定するものである。すなわち、サーチャ252は、受信信号にPN符号を乗算して逆拡散を行う逆拡散回路を備えている。そして、コントローラ258の制御の基に、PN符号の位相を動かし、受信符号との相関を求める。この設定された符号と受信符号との相関により、各バスの符号が決定される。

【0022】サーチャ252の出力がコントローラ258に供給される。コントローラ258は、サーチャ252の出力に基づいて、各フィンガ251A、251B、251Cに対するPN符号の位相を設定する。フィンガ251A、251B、251Cは、これに基づいて、PN符号の位相を設定し、受信信号の逆拡散を行い、そして、各バスにおける受信信号を復調する。

【0023】フィンガ251A、251B、251Cで復調されたデータは、データコンバイナ253に供給される。データコンバイナ253で、各バスの受信信号が合成される。この合成された信号が出力端子259から出力される。

【0024】また、フィンガ251A、251B、25

1Cで、周波数誤差が検出される。この周波数誤差が周波数コンバイナ257に供給される。この周波数コンバイナ257の出力により、PLLシンセサイザ256の発振周波数が制御される。

【0025】このようなRAKE方式の携帯電話端末においては、従来、サーチャ252として、図12に示すような構成のものが用いられている。

【0026】図12において、入力端子301に、A/Dコンバータ258（図11）からのデジタル信号が供給される。前述したように、A/Dコンバータ258のサンプリング周波数は、PN符号の周波数よりも高い周波数とされており、オーバーサンプリングとなっている。この入力端子301からのデジタル信号がデシメート回路302に供給される。デシメート回路302で、入力端子301からの信号がデシメートされる。デシメート回路302の出力が乗算回路303に供給される。

【0027】PN符号発生回路304からは、送信側で拡散したのと同様のPN符号が発生される。PN符号発生回路304からのPN符号の位相は、コントローラ258により設定可能とされる。PN符号発生回路304からのPN符号が乗算回路303に供給される。

【0028】乗算回路303により、デシメート回路302の出力と、PN符号発生回路304からのPN符号とが乗算される。これにより、入力端子301からの受信信号がPN符号発生回路304からの符号により逆拡散される。受信符号とPN符号発生回路304からの符号とのパターン及び位相が一致すると、受信信号の逆拡散が成立し、乗算回路303からの出力レベルが大きくなる。乗算回路303の出力がバンドパスフィルタ306を介してレベル検出回路307に供給される。レベル検出回路307により、乗算回路303の出力レベルが検出される。

【0029】レベル検出回路307の出力が加算回路308に供給される。加算回路308で、レベル検出回路307の出力が所定回数、例えば64回分累積加算される。このように、レベル検出回路307の出力レベルを累積加算した値から、PN符号発生回路304に設定されている符号と、受信符号との相関値が得られる。この加算回路308の出力は、メモリ309に供給される。

【0030】PN符号発生回路304からのPN符号の位相は、所定チップごとに動かされる。そして、各位相ごとに、加算回路308の出力から相関値が求められる。この相関値が各位相ごとにメモリ309に蓄えらる。そして、PN符号の1周期分の設定が終了したら、コントローラ258によりメモリ309に蓄えられていた相関値が大きい順にソートされる。そして、相関値の大きい例えば3つのバスの位相が選択される。この3つのバスの位相がフィンガ251A、251B、251C（図11）に夫々設定される。

10

20

30

40

50

【0031】図13は、上述のサーチの一例の処理を示すフローチャートである。図13において、PN符号発生回路304の位相が初期値に設定され（ステップST101）、加算回数がクリアされ（ステップST102）、加算回路308の累積加算結果がクリアされる（ステップST103）。

【0032】PN符号発生回路304に初期位相が設定されると、設定されたPN符号により、乗算回路303で受信信号が逆拡散される。そして、加算回路308により、このとき逆拡散された信号レベルが累積加算され（ステップST104）、1回加算することに加算回数がインクリメントされる（ステップST105）。加算回数が所定の回数（例えば64回）に達したかどうか判断され（ステップST106）、加算回数が例えば64回に達するまで、信号レベルの累積加算が行われる。これにより、相関値が求められる。加算回数が例えば64回に達したら、このときの相関値がメモリ309に蓄えられる（ステップST107）。

【0033】PN符号発生回路304の位相が最終値まで設定されたかどうか判断され（ステップST108）、最終値でなければ、PN符号の位相が所定値だけ進められ又は遅らされる（ステップST109）。そして、ステップST102に戻され、所定値だけ動かされたPN符号の位相で、上述と同様の処理が繰り返される。

【0034】PN符号の位相が1周期分動かされると、最終位相となり、ステップST108で最終位相であると判断される。最終位相であると判断されると、メモリ309に記憶されている相関値がソートされ、相関値の大きい3つの値が求められる（ステップST110）。そして、この上位3つの位相がフィンガ251A、251B、251Cに夫々設定される（ステップST111）。

【0035】ところで、図12に示したサーチの例では、PN符号の全ての位相について、逆拡散レベルを例えば64回加算して相関値を求めている。このため、サーチ時間が長くなる。加算回数を減らせば、サーチ時間は短縮されるが、相関値の精度が悪化する。

【0036】そこで、まず、加算回数を例えば32回として相関値が所定の閾値に達したかどうかを判断し、閾値を越えた場合だけ、更に例えば32回の加算を行って相関値を得るようにすることにより、精度を落とさずに、サーチを高速化することが考えられる。図14は、このようにして、サーチを高速化して例を示すものである。

【0037】図14において、入力端子351に、A/Dコンバータ258からのデジタル信号が供給される。この入力端子351からのデジタル信号がデシメート回路352に供給される。デシメート回路352で、入力端子351からの信号がデシメートされる。デ

シメート回路352の出力が乗算回路353に供給される。

【0038】PN符号発生回路354からは、送信側で拡散したのと同様のPN符号が発生される。PN符号発生回路354からのPN符号の位相は、コントローラ258により設定可能とされる。PN符号発生回路354からのPN符号が乗算回路353に供給される。

【0039】乗算回路353により、デシメート回路352の出力と、PN符号発生回路354からのPN符号とが乗算される。これにより、入力端子351からの受信信号がPN符号発生回路354からの符号により逆拡散される。受信信号とPN符号発生回路354からの符号とのパターン及び位相が一致すると、受信信号の逆拡散が成立し、乗算回路353からの出力レベルが大きくなる。乗算回路353の出力がバンドパスフィルタ356を介してレベル検出回路357に供給される。レベル検出回路357により、乗算回路353の出力レベルが検出される。

【0040】レベル検出回路357の出力が加算回路358に供給される。加算回路358で、レベル検出回路357の出力が累積加算される。このように、レベル検出回路357の出力レベルを累積加算した値から、PN符号発生回路354に設定されている符号と、受信信号との相関値が得られる。

【0041】この加算回路358での累積加算の回数は、最初に、例えば32回行われる。そして、レベル検出回路357の出力を32回累積加算して得られた相関値は、コンパレータ362に供給され、相関値が所定の閾値を越えているかどうか判断される。相関の小さいものは不要なので、相関値が所定の閾値以下の場合には、その位相では相関値が弱いと判断され、PN符号発生回路354の位相が直ちに次の位相に設定される。相関値が所定の閾値を越えている場合のみ、相関値を精度良く検出するために、更に、32回の累積加算が行われる。加算回路358の出力は、メモリ359に供給される。

【0042】PN符号発生回路354からのPN符号の位相は、所定チップごとに動かされる。そして、各位相ごとに、加算回路358の出力から相関値が求められる。加算回路358での累積加算の回数は、最初に、例えば32回行われ、相関値が所定の閾値以下の場合には、相関が弱いと判断され、PN符号発生回路354の位相が直ちに次の位相に進められ、相関値が所定の閾値を越えている場合のみ、更に、32回の累積加算が行われ、この相関値がメモリ359に蓄えられる。そして、1周期分の位相が設定されたら、相関値の大きい順に例えば3つのパスが選択される。この3つのパスの符号がフィンガ251A、251B、251Cに設定される。

【0043】図15及び図16は、上述のサーチの他の例の処理を示すフローチャートである。図15及び図

10

20

30

40

50

16において、PN符号発生回路354の位相が初期値に設定され(ステップST151)、加算回数がクリアされ(ステップST152)、加算回路358の累積加算結果がクリアされる(ステップST153)。

【0044】PN符号発生回路354に初期位相が設定されると、設定されたPN符号により、乗算回路353で受信信号が逆拡散される。そして、加算回路358により、このとき逆拡散された信号レベルが加算され(ステップST154)、1回加算することに加算回数がインクリメントされる(ステップST155)。加算回数10
が所定の回数(例えば32回)に達したかどうか判断され(ステップST156)、加算回数が例えば32回に達するまで、信号レベルの累積加算が行われる。

【0045】ステップST156で、加算回数が32回に達したと判断されたら、加算結果が所定の閾値に達したかどうか判断される(ステップST157)。加算結果が所定の閾値に達していなければ、相関が弱いと判断される(ステップST158)。そして、最終位相かどうか判断され(ステップST159)、最終位相でなければ、PN符号の位相が所定値(例えば、1/2チップ分)だけ進められ又は遅らされる(ステップST160)。そして、ステップST152に戻され、所定値だけ動かされたPN符号の位相で、上述と同様の処理が繰り返される。

【0046】ステップST157で、加算結果が所定の閾値に達したと判断されたら、更に、加算が続けられ(ステップST161)、1回加算することに加算回数がインクリメントされる(ステップST162)。加算回数が所定の回数(例えば64)に達したかどうか判断され(ステップST163)、加算回数が例えば64
40
回に達するまで、信号レベルの累積加算が行われる。加算回数例えば64回に達したら、このときの相関値がメモリ359に蓄えられる(ステップST164)。

【0047】PN符号発生回路174の位相が最終値まで設定されたかどうか判断され(ステップST159)、最終値でなければ、PN符号の位相が所定値(例えば、1/2チップ分)だけ進められ又は遅らされる(ステップST160)。そして、ステップST152に戻され、所定値だけ動かされたPN符号の位相で、上述と同様の処理が繰り返される。

【0048】PN符号の位相が1周期分動かされると、最終位相となり、ステップST159で最終位相であると判断される。最終位相であると判断されると、メモリ359に記憶されている相関値の中から、相関値の大きい順にソートされ、相関値の大きい上位3つの位相が求められる(ステップST165)。そして、この上位3つの位相がフィンガ251A、251B、251Cに夫々設定される(ステップST166)。

【0049】

【発明が解決しようとする課題】このように、最初に加

算回数を所定回数(例えば32回)として相関値が所定の閾値に達したかどうかを判断し、閾値を越えた場合だけ、更に所定回数(例えば更に32回)の加算を行って相関値を得るようにすると、相関が小さい場合にも加算が繰り返されることがなく、精度を落とさずに、サーチを高速化できる。ところが、この場合、閾値と比較する際の加算回数の設定が問題になる。

【0050】すなわち、加算回数が少ない段階で、加算回路358からの累積加算値と閾値との比較を行なうようにすると、受信符号との相関が強いが、累積加算の初期段階でノイズの影響を受けている場合に、相関が弱いと誤判定され、その位相での相関値が求められなくなる危険性がある。また、加算回数が大きくなってから、加算回路358からの累積加算値と閾値との比較を行ないようにしたのは、無駄な加算が繰り返されることになり、サーチの高速化に不利である。

【0051】したがって、この発明の目的は、サーチ時に加算回数に応じた閾値が設定でき、サーチ時間が高速化できると共に、フィンガへの最適なパスを確実に設定できる受信装置及び受信方法、並びに無線システムの端末装置を提供することにある。

【0052】

【課題を解決するための手段】この発明は、拡散符号によりスペクトラム拡散された信号を受信する受信装置において、マルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索するサーチと、検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調する複数のフィンガと、複数のフィンガの出力を合成するコンバイナとを有し、サーチは、送信時の拡散符号と同一のパターンで、順次その位相がシフトされる符号を発生する符号発生手段と、受信信号と符号発生手段からの符号とを乗算して逆拡散を行う逆拡散手段と、逆拡散手段の出力レベルを累積加算する毎に、逆拡散手段の出力レベルの累積加算値と閾値とを比較し、累積値が所定の閾値より小さければ相関が殆ど無いと判断するようにし、累積値が所定の閾値より大きければ、逆拡散手段の出力レベルを累積加算して相関値を求める相関値検出手段と、相関検出手段で検出された相関値の中から相関値の大きいものを複数個選択する手段とを備えるようにしたようにしたことを特徴とする受信装置である。

【0053】この発明は、拡散符号によりスペクトラム拡散された信号を受信する受信方法において、サーチでマルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索し、複数のフィンガで検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調し、コンバイナで複数のフィンガの出力を合成し、サーチは、送信時の拡散符号と同一のパターンで、順次その位相がシフトされる符号を発生し、受信信号と符号発生手段からの符号とを乗算して逆拡散を行ない、逆拡散出力レベルを累積加算する毎に、逆拡散レベルの累積加算値と閾値とを比較し、累

積値が所定の閾値より小さければ相関が殆ど無いと判断するようにし、累積値が所定の閾値より大きければ、逆拡散手段の出力レベルを累積加算して相関値を求め、相関値の中から相関値の大きいものを複数個選択するようにしたことを特徴とする受信方法である。

【0054】この発明は、拡散符号により送信信号をスペクトラム拡散して送信し、拡散符号の符号系列のパターンや位相を異ならせることにより、多次元接続を可能とした無線システムの端末装置において、マルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索するサーチャと、検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調する複数のフィンガと、複数のフィンガの出力を合成するコンバイナとを有し、サーチャは、送信時の拡散符号と同一のパターンで、順次その位相がシフトされる符号を発生する符号発生手段と、受信信号と符号発生手段からの符号とを乗算して逆拡散を行う逆拡散手段と、逆拡散手段の出力レベルを累積加算する毎に、逆拡散手段の出力レベルの累積加算値と閾値とを比較し、累積値が所定の閾値より小さければ相関が殆ど無いと判断するようにし、累積値が所定の閾値より大きければ、逆

拡散手段の出力レベルを累積加算して相関値を求める相関値検出手段と、相関検出手段で検出された相関値の中から相関値の大きいものを複数個選択する手段とを備えるようにしたようにしたことを特徴とする無線システムの端末装置である。

【0055】PN符号の位相を所定のチップ毎に動かし

ながら、受信符号との相関値を求めていく際に、逆拡散出力を累積加算して、相関値を求めるようにしている。このとき、逆拡散出力の累積加算数に応じて閾値を設定する。すなわち、加算回数が増加するのに応じて、その閾値を大きくしている。または、加算回数を正規化して、閾値と比較する。そして、累積加算数が所定の閾値に達してない場合には、相関が弱いとして、直ちに次の位相にシフトする。

【0056】

【発明の実施の形態】以下、この発明の実施の形態について図面を参照して説明する。図1は、この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話システムの携帯端末の一例を示すものである。この携帯端末では、受信方式として、複数のパスからの信号を同時に受信し、これらを合成するようにしたダイバシティRAKE方式が採用されている。

【0057】図1において、送信時には、マイクロホン1に音声信号が入力される。この音声信号は、A/Dコンバータ2に供給され、A/Dコンバータ2によりアナログ音声信号がデジタル音声信号に変換される。A/Dコンバータ2の出力が音声圧縮回路3に供給される。

【0058】音声圧縮回路3は、デジタル音声信号を圧縮符号化するものである。圧縮符号化方式としては、種々のものが提案されているが、例えばQCELP (Qu

alcomm Code Excited Linear Coding) のような、話者の声の性質や、通信路の混雑状況により、複数の符号化速度が選択できるものを用いることができる。QCELPでは、話者の声の性質や通信路の混雑状況によって4通りの符号化速度(9.6 kbps、4.8 kbps、2.4 kbps、1.2 kbps)が選択でき、通話品質を保つのに最低限の速度で符号化が行えるようになっている。勿論、音声圧縮方式は、これに限定されるものではない。

10 【0059】音声圧縮回路3の出力が畳込み符号化回路4に供給される。畳込み符号化回路4により、送信データに対して、畳込み符号のエラー訂正コードが付加される。畳込み符号化回路4の出力がインターリーブ回路5に供給される。インターリーブ回路5により、送信データがインターリーブされる。インターリーブ回路5の出力がスペクトラム拡散回路6に供給される。

【0060】スペクトラム拡散回路6により、搬送波が一次変調され、更に、PN符号で拡散される。すなわち、例えば平衡QPSK変調により、送信データの一次変調が行われ、更に、PN符号が乗じられる。PN符号はランダム符号であるから、このようにPN符号を乗じると、搬送波の周波数帯域が広げられ、スペクトラム拡散が行われる。なお、送信データの変調方式としては、例えば平衡QPSK変調を用いられているが、種々のものが提案されており、他の変調方式を用いるようにしても良い。

【0061】スペクトラム拡散回路6の出力は、バンドパスフィルタ7を介して、D/Aコンバータ8に供給される。D/Aコンバータ8の出力がRF回路9に供給される。

【0062】RF回路9には、PLLシンセサイザ11から局部発振信号が供給される。RF回路9により、D/Aコンバータ8の出力とPLLシンセサイザ11からの局部発振信号とが乗じられ、送信信号の周波数が所定の周波数に変換される。RF回路9の出力が送信アンプ10に供給され、電力増幅された後、アンテナ12に供給される。そして、アンテナ12からの電波が基地局に向けて送られる。

【0063】受信時には、基地局からの電波がアンテナ12により受信される。この基地局からの電波は、建物等の反射を受けるため、マルチパスを形成して、携帯端末のアンテナ12に到達する。また、携帯端末を自動車等で使用する場合には、ドップラー効果により、受信信号の周波数が変化することがある。

【0064】アンテナ12からの受信出力は、RF回路20に供給される。RF回路20には、PLLシンセサイザ11から局部発振信号が供給される。RF回路20により、受信信号が所定周波数の中間周波数信号に変換される。

【0065】RF回路20の出力が中間周波回路21を

介して、準同期検波回路22に供給される。準同期検波回路22には、PLLシンセサイザ23の出力が供給される。PLLシンセサイザ23からの出力信号の周波数は、周波数コンバイナ32の出力により制御されている。準同期検波回路22により、受信信号が直交検波される。

【0066】準同期検波回路22の出力は、A/Dコンバータ24に供給される。A/Dコンバータ24により、準同期検波回路22の出力がデジタル化される。このとき、A/Dコンバータ24のサンプリング周波数は、スペクトラム拡散に使われているPN符号の周波数よりも高い周波数に設定されており、所謂オーバーサンプリングとされている。A/Dコンバータ24の出力がフィンガ25A、25B、25Cに供給されると共に、サーチ28に供給される。

【0067】前述したように、受信時には、マルチバスの信号が受信される。フィンガ25A、25B、25Cは、夫々、これらマルチバスの受信信号にPN符号を乗算して逆拡散を行い、逆拡散出力からデータを復調する。更に、フィンガ25A、25B、25Cからは、各バスでの受信信号レベルと、各バスでの周波数誤差が出力される。

【0068】サーチ28は、受信信号の符号を捕捉し、フィンガ25A、25B、25Cに設定する各バスの符号を決定するものである。すなわち、サーチ28は、受信信号にPN符号を乗算して逆拡散を行う逆拡散回路を備えている。そして、コントローラ29の制御の基に、PN符号の位相を動かし、受信符号との相関を求める。この設定された符号と受信符号との相関値により、各バスの符号が決定される。コントローラ29により決定された符号がフィンガ25A、25B、25Cに設定される。

【0069】フィンガ25A、25B、25Cにより復調された各バスの受信データは、データコンバイナ30に供給される。データコンバイナ30により、各バスの受信データが合成される。このデータコンバイナ30の出力がAGC回路33に供給される。

【0070】また、フィンガ25A、25B、25Cにより、各バスにおける信号強度が求められる。フィンガ25A、25B、25Cからの各バスにおける信号強度は、RSSI (Received Signal Strength Indicator) コンバイナ31に供給される。RSSIコンバイナ31により、各バスにおける信号強度が合成される。このRSSIコンバイナ31の出力がAGC回路33に供給され、受信データの信号レベルが一定となるように、AGC回路33のゲインが制御される。

【0071】また、フィンガ25A、25B、25Cからの各バスにおける周波数誤差が周波数コンバイナ32に供給される。周波数コンバイナ32により、各バスにおける周波数誤差が合成される。この周波数コンバイナ

32の出力がPLLシンセサイザ11及び23に供給され、周波数誤差に応じて、PLLシンセサイザ11及び23の周波数が制御される。

【0072】AGC回路33の出力がデインターリーブ回路34に供給される。デインターリーブ回路34により、送信側のインターリーブに対応して、受信データがデインターリーブされる。デインターリーブ回路34の出力がビタビ復号回路35に供給される。ビタビ復号回路35は、軟判定と最尤復号とにより、畳込み符号を復号するものである。ビタビ復号回路35により、エラー訂正処理が行われる。このビタビ復号回路35の出力が音声伸長回路36に供給される。

【0073】音声伸長回路36により、例えばQCELPにより圧縮符号化されて送られてきた音声信号が伸長され、デジタル音声信号が復号される。このデジタル音声信号がD/Aコンバータ37に供給される。D/Aコンバータ37によりデジタル音声信号がアナログ音声信号に戻される。このアナログ音声信号がスピーカ38に供給される。

【0074】この発明が適用できるCDMA方式のセルラ電話システムの携帯端末では、RAKE方式が用いられ、複数のバスの受信出力が合成される。そして、この発明が適用された携帯電話端末では、サーチ28は、逆拡散された値を累積加算していくと共に、加算数に応じて閾値を動的に動かしていき、逆拡散された値の累積加算値が、動的に動かされた閾値を越えたかどうかを判断し、閾値を越えた場合だけ、所定回数の加算を行なって、相関値を得るようにしている。これにより、精度を落とさずに、サーチを高速化できる。

【0075】図2は、この発明が適用された携帯電話端末におけるサーチ28の構成を示すものである。図2において、入力端子51に、A/Dコンバータ24（図1）からのデジタル信号が供給される。前述したように、A/Dコンバータ24のサンプリング周波数は、PN符号の周波数よりも高い周波数とされており、オーバーサンプリングとなっている。この入力端子51からのデジタル信号がデシメート回路52に供給され、デシメート回路52で、入力端子51からの信号がデシメートされる。デシメート回路52の出力が乗算回路53に供給される。

【0076】PN符号発生回路54からは、送信側で拡散したのと同様のPN符号が発生される。PN符号発生回路54からのPN符号の位相は、コントローラ29により設定可能とされる。PN符号発生回路54からのPN符号が乗算回路53に供給される。

【0077】乗算回路53により、デシメート回路52の出力と、PN符号発生回路54からのPN符号とが乗算される。これにより、入力端子51からの受信信号がPN符号発生回路54からの符号により逆拡散される。受信符号とPN符号発生回路54からの符号とのバタ-

ン及び位相が一致すると、受信信号の逆拡散が成立し、乗算回路53からの出力レベルが大きくなる。乗算回路53の出力がバンドパスフィルタ56を介してレベル検出回路57に供給される。レベル検出回路57により、乗算回路53の出力レベルが検出される。

【0078】レベル検出回路57の出力が加算回路58に供給される。加算回路58で、レベル検出回路57の出力が所定回数、例えば64回分累積加算される。このように、レベル検出回路57の出力レベルを累積加算した値から、PN符号発生回路54に設定されている符号と、受信符号との相関値が得られる。この加算回路58の出力は、メモリ59に供給されると共に、コンパレータ60に供給される。コンパレータ60には、閾値発生回路61から閾値が供給される。この閾値は、コントローラ29により、加算回路58での加算回数に応じて、動的に変化される。

【0079】PN符号発生回路54からのPN符号の位相は、コントローラ29の制御の基に、所定チップ（例えばチップ或いは1/2チップ）ごとに動かされる。そして、各位相ごとに、加算回路58の出力から相関値が求められる。この相関値がメモリ59に蓄えられる。そして、PN符号の1周期分の設定が終了したら、相関値の大きい順に例えば3つの位相が選択され、これがフィンガ25A、25B、25C（図1）に設定される。

【0080】サーチチャ28では相関の強い例えば3つのパスを検出している。したがって、このように加算回路58の出力から相関値を求める際に、加算回路58で累積加算を繰り返して、相関の小さいものの相関値を求めるのは無駄である。そこで、コンパレータ60により、加算回路58の出力レベルが閾値より小さいかどうかを判断され、加算回路58の出力レベルが閾値より小さければ、その位相では符号の相関は小さいとして、直ちに次の位相にシフトされる。これにより、サーチ時間の短縮が図れる。

【0081】そして、この例では、閾値発生回路61から、加算回数に応じて動的に変化する閾値が発生される。これにより、加算回路58での累積加算の毎に、加算回路58の出力レベルが閾値より小さいかどうかを判断することができるように、信頼性を低下させずに、サーチ時間の短縮化を図ることができる。

【0082】つまり、図3は、加算回数と閾値との関係を示すものである。図3に示すように、この例では、閾値発生回路61からは、加算回数が少ないときには略ゼロで、所定の加算回数以上では、加算回数に応じて略直線的に増加するような閾値が発生される。このように変化する閾値が閾値発生回路61からコンパレータ60に供給される。

【0083】一方、加算回路58の出力は、図4A～図4Cに示すように、相関値に応じて、加算数と共に増加していく。図4Aは、非常に受信符号との相関が強い場

合を示し、この場合には、加算回路58の出力 m_i は、加算回数と共に大きな傾きをもって変化する。したがって、加算回路58の出力 m_i は、どの加算回数の場合でも、常に、閾値より大きくなる。このため、所定数となるまで、累積加算が続けられ、相関値が求められる。

【0084】図4Bは、非常に受信符号との相関が強いが、累積加算の初期段階で、ノイズの影響を受けている例である。この場合には、加算回路58の出力 m_i は、加算回数と共に大きな傾きをもって変化するが、累積加算の初期段階では、加算回路58の出力が小さくなっている。しかしながら、閾値は、ノイズ等の影響を受けやすい加算の初期段階では略ゼロなので、加算回路58の出力 m_i は、どの加算数の場合でも、常に、閾値より大きくなる。このため、所定数となるまで、累積加算が続けられ、相関値が求められる。

【0085】図4Cは、受信符号との相関は弱い、累積加算の初期段階で、ノイズの影響を受けている例である。この場合には、加算回路58からの出力 m_i の傾きは小さいが、累積加算の初期段階では、ノイズ等の影響により、加算回路58の出力 m_i が大きくなっている。これに対して、閾値は、加算数と共に略直線的に増加している。したがって、加算回路58の出力 m_i は、累積加算の初期段階では閾値以上であるが、加算数が n_i になったところで、閾値以下となる。このため、加算数 n_i になったところで、相関が弱いと判断され、その位相での累積加算が終了され、次の位相にシフトされる。

【0086】このように、閾値を加算数と共に動的に変化させると、信頼性を低下させずに、サーチ時間の短縮化を図ることができる。

【0087】図5は、図2に示したサーチチャの一例の処理を示すフローチャートである。図5において、PN符号発生回路54の位相が初期値に設定され（ステップST1）、加算回数がクリアされ（ステップST2）、加算回路58の累積加算結果がクリアされる（ステップST3）。

【0088】PN符号発生回路54に初期位相が設定されると、設定されたPN符号により、乗算回路53で受信信号が逆拡散される。そして、加算回路58により、このとき逆拡散された信号レベルが累積加算され（ステップST4）、1回加算することに加算回数がインクリメントされる（ステップST5）。加算回数が所定の回数（例えば64回）に達したかどうか判断される（ステップST6）。

【0089】加算回数が例えば64回に達していなければ、閾値発生回路61から、加算回数に応じて閾値が発生され（ステップST7）、この加算回路58の出力と閾値とが比較される（ステップST8）。加算回路58の出力がそのときの加算数の閾値より大きければ、ステップST4に戻され、累積加算が続けられる。

【0090】ステップST8で、加算回路58の出力が

そのときの加算数の閾値よりも小さいと判断された場合には、相関弱いと判断され（ステップST9）、PN符号発生回路54の位相が最終値まで設定されたかどうか判断され（ステップST10）、最終値でなければ、PN符号の位相が所定値（例えば、1/2チップ分）だけ進められ又は遅らされる（ステップST11）。そして、ステップST2に戻され、所定値だけ動かされたPN符号の位相で、上述と同様の処理が繰り返される。

【0091】ステップST6で、加算回数が例えば64回に達したと判断されたら、このときの相関値がメモリ59に蓄えられる（ステップST12）。そして、PN符号発生回路54の位相が最終値まで設定されたかどうか判断され（ステップST10）、最終値でなければ、PN符号の位相が所定値だけ進められ又は遅らされる（ステップST11）、ステップST2に戻され、所定値だけ動かされたPN符号の位相で、上述と同様の処理が繰り返される。

【0092】このようにして、PN符号を例えば1/2チップ分づつ動かしながら相関値を求めていき、PN符号の位相が1周期分動かされると、最終位相となり、ステップST10で最終位相であると判断される。ステップST10で最終位相であると判断されると、メモリ59に記憶されている相関値がソートされ、相関値の大きい3つの値が求められる（ステップST13）。そして、この上位3つの位相がフィンガ25A、25B、25Cに夫々設定される（ステップST14）。

【0093】図6は、この発明が適用された携帯電話端末におけるフィンガ25A、25B、25Cの構成を示すものである。図6において、入力端子71に、A/Dコンバータ24（図1）からのデジタル信号が供給される。前述したように、A/Dコンバータ24のサンプリング周波数は、PN符号の周波数よりも高い周波数とされており、オーバーサンプリングとなっている。

【0094】この入力端子71からのデジタル信号がデシメート回路72、73、74に供給される。デシメート回路72には、クロック制御回路75からのクロックが遅延回路76を介して供給され、デシメート回路73には、クロック制御回路75からのクロックがそのまま供給され、デシメート回路74には、クロック制御回路75からのクロックが遅延回路76、77を介して供給される。遅延回路76及び77は、1/2チップ分の遅延量を有している。デシメート回路72、73、74で、入力端子71からのデジタル信号がデシメートされる。

【0095】デシメート回路72、73、74の出力が乗算回路78、79、80に夫々供給される。乗算回路78、79、80には、PN符号発生回路81からのPN符号が供給される。PN符号発生回路81からは、送信側で拡散したのと同様のPN符号が発生される。

【0096】乗算回路78により、デシメート回路72

の出力とPN符号発生回路81の出力とが乗算される。受信符号とPN符号発生回路81からの符号のパターン及び位相が合致していれば、乗算回路78からは逆拡散出力が得られる。この乗算回路78の出力がバンドパスフィルタ82を介して復調回路83に供給される。

【0097】復調回路83で受信信号が復調され、復調回路83からは、復調データが出力される。この復調データが出力端子84から出力される。また、復調回路81で、受信信号の信号レベルが検出される。この信号レベルが信号が出力端子85から出力される。また、復調回路81で、周波数誤差が検出される。この周波数誤差が出力端子86から出力される。

【0098】乗算回路79及び80により、デシメート回路73及び74の出力とPN符号発生回路81の出力とが乗算される。デシメート回路73には、クロック制御回路75からのクロックがそのまま供給され、デシメート回路74には、クロック制御回路75からのクロックが1チップ分遅延されて供給されているので、デシメート回路72の出力をセンタ位相とすると、デシメート回路73及び74からは、夫々、1/2チップ分位相が進んだ出力及び1/2チップ分位相が遅れた出力が得られる。乗算回路79及び80により、1/2チップ進んだ及び遅れた位相の受信符号と、PN符号発生回路81の符号とが乗算され、1/2チップ進んだ及び遅れた位相の逆拡散出力が得られる。この乗算回路79及び80の出力は、DLL（Delay Locked Loop）を構成するのに用いられる。

【0099】すなわち、乗算回路79及び80の出力は、バンドパスフィルタ87及び88を夫々介して、レベル検出回路89及び90に夫々供給される。レベル検出回路89及び90からは、1/2チップ進んだ及び遅れた位相の逆拡散出力レベルが得られる。レベル検出回路89及び90の出力が減算回路91に供給される。

【0100】減算回路91で、1/2チップ進んだ位相の逆拡散出力レベルと、1/2チップ遅れた位相の逆拡散出力レベルとが比較される。この比較出力は、ループフィルタ92を介して、クロック制御回路75に供給される。クロック制御回路75で、減算回路91の出力がゼロになるように、デシメート回路72～74に与えられるクロックが制御される。

【0101】例えば、A/Dコンバータ24で8倍のオーバーサンプリングをしたとし、デシメート回路72～74で1/8にデシメートする場合、デシメート回路72～74からは、8サンプル毎に信号が出力される。減算回路91の出力から、今までのタイミングでは遅過ぎると判断されるような場合には、8サンプルおきに出力していたタイミングが、7サンプルおきに出力されるように制御される。これにより、位相が進められたことになる。

【0102】PN符号発生回路81には、入力端子93

から初期位相データが供給される。この初期位相データは、サーチチャ28で検出されたパスに基づいて設定される。その後の符号の変動に対しては、上述のDLLループが働き、受信符号が捕捉される。

【0103】上述のように、この発明が適用された携帯電話端末では、サーチチャ28は、逆拡散された値を累積加算していくと共に、加算数に応じて閾値を動的に動かしていき、逆拡散された値の累積加算値が、動的に動かされた閾値を越えたかどうかを判断し、閾値を越えた場合だけ、所定回数の加算を行なわず、相関値を得るようにしているため、精度を落とさずに、サーチを高速化できる。

【0104】なお、位相サーチを行う際に、全位相を複数の位相のグループに分割し、各グループ毎にサーチを行うようにしても良い。例えば、全位相を4つのグループに分割する。そして、各グループ毎に上述のようにしてサーチを行い、各グループ毎に最高値を検出する。この各グループ毎の最高値を比較して、最適な位相を決定する。

【0105】ところで、図2に示したサーチチャ28の例では、加算回数に応じて閾値の値を変化させるようにしているが、閾値は一定とし、累積加算の結果を加算回数で割算して正規化し、正規化された累積加算の結果と一定の閾値とを比較するようにしても良い。図7は、このようにして、サーチを高速化して例を示すものである。

【0106】図7において、入力端子101に、A/Dコンバータ24からのデジタル信号が供給される。この入力端子101からのデジタル信号がデシメート回路102に供給される。デシメート回路102で、入力端子101からの信号がデシメートされる。デシメート回路102の出力が乗算回路103に供給される。

【0107】PN符号発生回路104からは、送信側で拡散したのと同様のPN符号が発生される。PN符号発生回路104からのPN符号の位相は、コントローラ29により設定可能とされる。PN符号発生回路104からのPN符号が乗算回路103に供給される。

【0108】乗算回路103により、デシメート回路102の出力と、PN符号発生回路104からのPN符号とが乗算される。これにより、入力端子101からの受信信号がPN符号発生回路104からの符号により逆拡散される。受信符号とPN符号発生回路104からの符号とのパターン及び位相が一致すると、受信信号の逆拡散が成立し、乗算回路103からの出力レベルが大きくなる。乗算回路103の出力がバンドパスフィルタ106を介してレベル検出回路107に供給される。レベル検出回路107により、乗算回路103の出力レベルが検出される。

【0109】レベル検出回路107の出力が加算回路108に供給される。加算回路108で、レベル検出回路107の出力が累積加算される。このように、レベル検

出回路107の出力レベルを累積加算した値から、PN符号発生回路104に設定されている符号と、受信符号との相関値が得られる。

【0110】この加算回路108での累積加算値は、正規化回路109に供給され、正規化される。すなわち、加算回路108からの累積加算値が加算数で割算され、累積加算数が正規化される。この正規化された累積加算値がコンパレータ110に供給される。コンパレータ110で、正規化された累積加算値が所定の閾値を越えているかどうか判断される。

【0111】この正規化された累積加算値が所定の閾値以下の場合には、その位相では相関が殆ど無いと判断され、PN符号発生回路104の位相が直ちに次の位相に設定される。この値が所定の閾値を越えている場合のみ、相関値を精度良く検出するために、更に、加算回路108で累積加算が続けられる。

【0112】加算回路108で所定回数（例えば64回）の累積加算が行われると、加算回路108の出力から相関値が求められる。この相関値がメモリ111に供給される。

【0113】

【発明の効果】この発明によれば、PN符号の位相を所定のチップ毎に動かしながら、受信符号との相関値を求めていく際に、逆拡散出力を累積加算して、相関値を求めるようにしている。逆拡散出力を閾値と比較し、累積加算数が所定の閾値に達していない場合には、相関が弱いとして、直ちに次の位相にシフトするようにしている。このとき、累積加算数に応じて動的に閾値を設定している。すなわち、加算回数が大きくなると、その閾値を大きくしている。または、累積加算値を正規化して、閾値と比較するようにしている。このため、検出精度を低下させることなく、サーチ時間を短縮できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末の全体構成を示すブロック図である。

【図2】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるサーチの構成の一例を示すブロック図である。

【図3】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるサーチの構成の一例の説明に用いるグラフである。

【図4】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるサーチの構成の一例の説明に用いるグラフである。

【図5】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるサーチの構成の一例の説明に用いるフローチャートである。

【図6】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるフィンガの構成の一例を示すブロック図である。

21

22

【図7】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるサーチャの他の例のブロック図である。

【図9】マルチパスの説明に用いる略線図である。

【図9】マルチパスの説明に用いる波形図である。

【図10】ダイバシティRAKE方式の説明に用いるブロック図である。

【図11】ダイバシティRAKE方式の受信機の一例のブロック図である。

【図12】従来のサーチャの一例のブロック図である。

【図13】従来のサーチャの一例の説明に用いるフローチャートである。

*【図14】従来のサーチャの他の例のブロック図である。

【図15】従来のサーチャの他の例の説明に用いるフローチャートである。

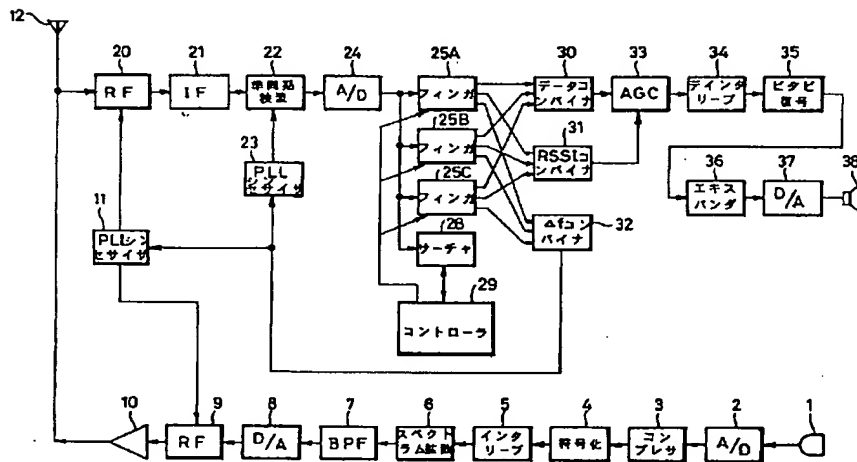
【図16】従来のサーチャの他の例の説明に用いるフローチャートである。

【符号の説明】

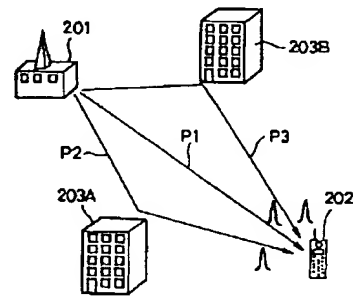
25A、25B、25C・・・フィンガ、28・・・サーチャ、60・・・最高値検出回路、61・・・最高値メモリ

*

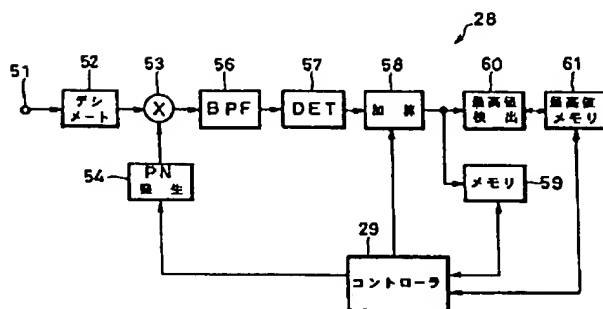
【図1】



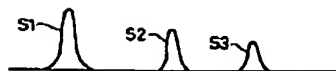
【図8】



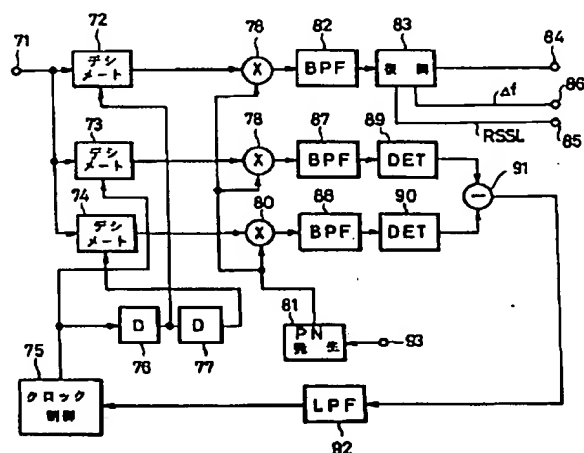
【図2】



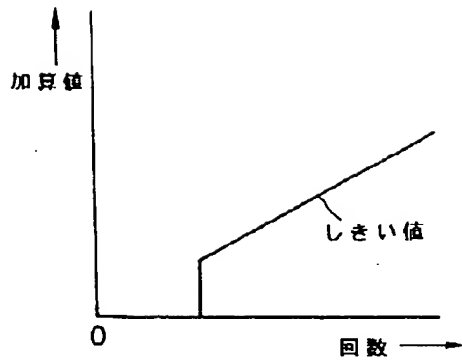
【図9】



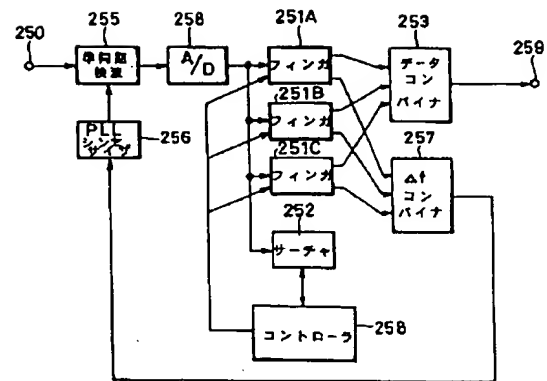
【図6】



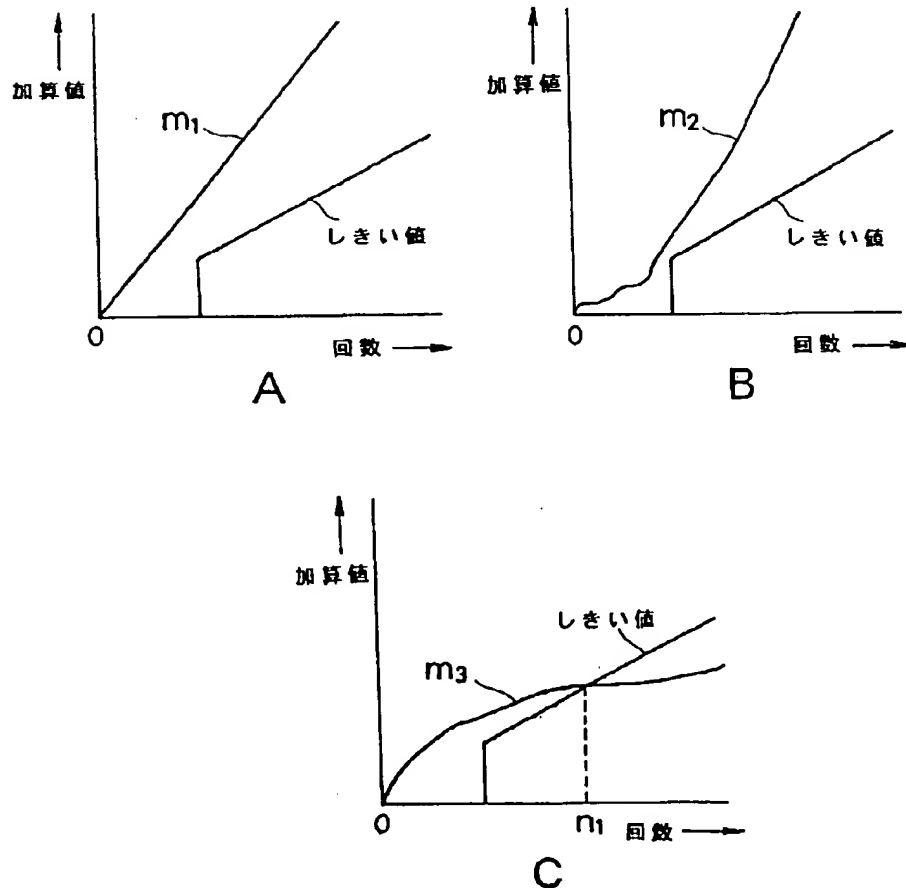
【図3】



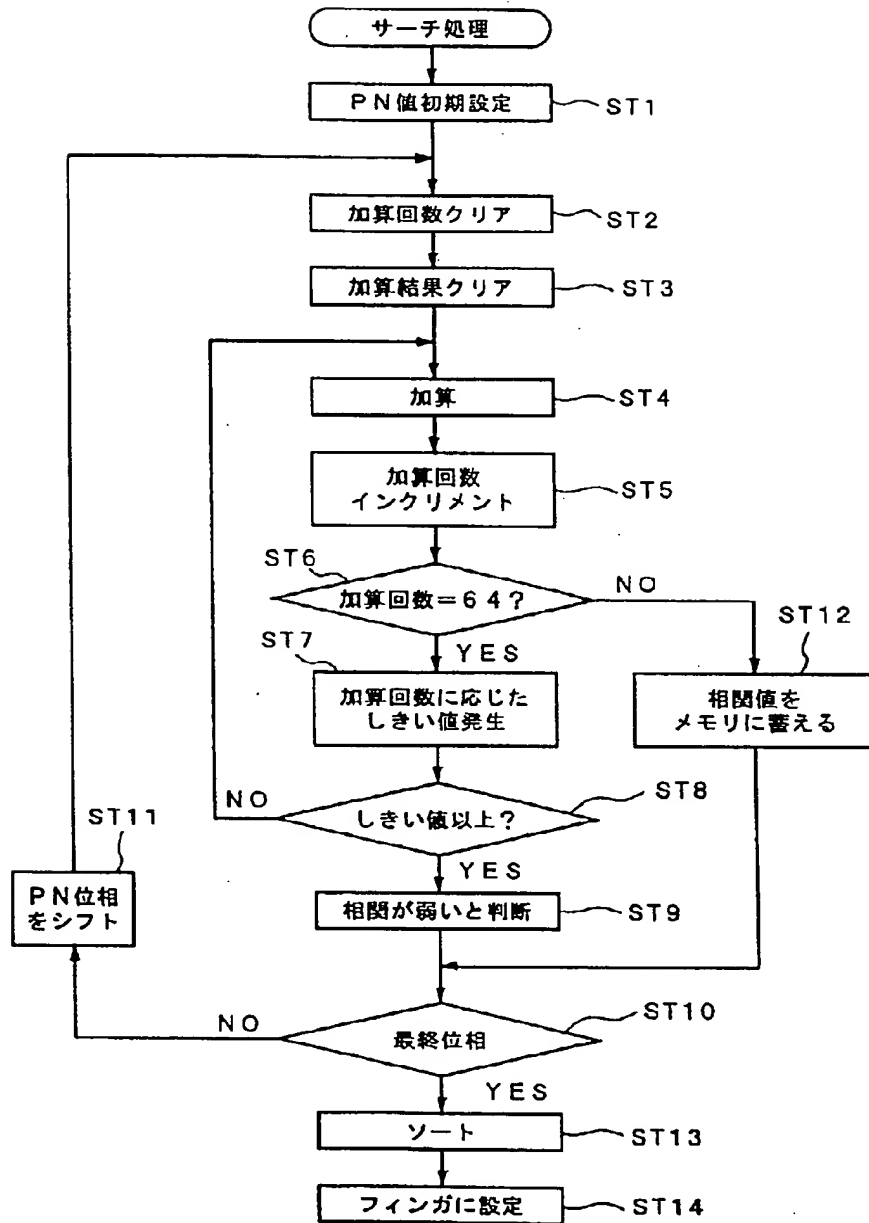
【図11】



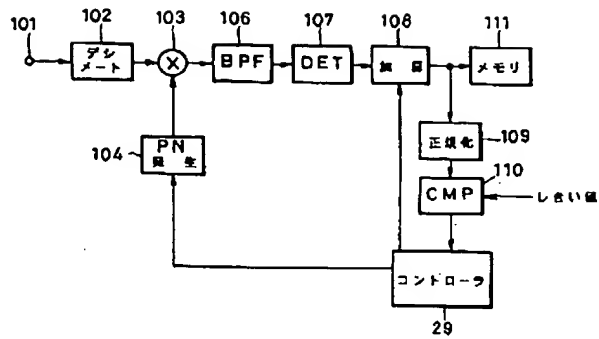
【図4】



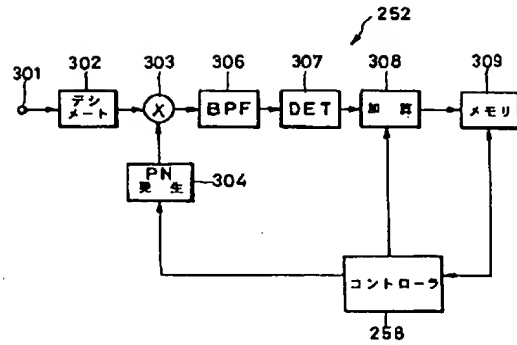
【図5】



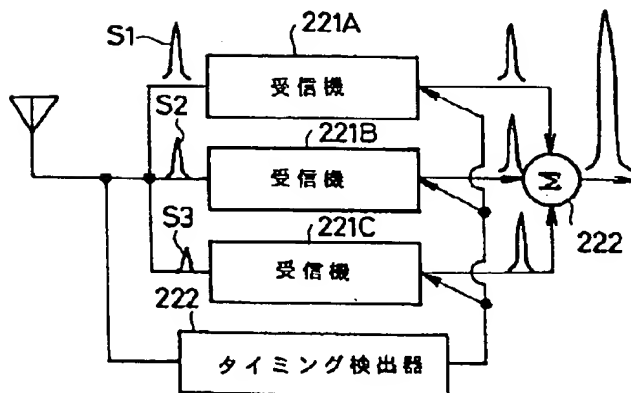
【図7】



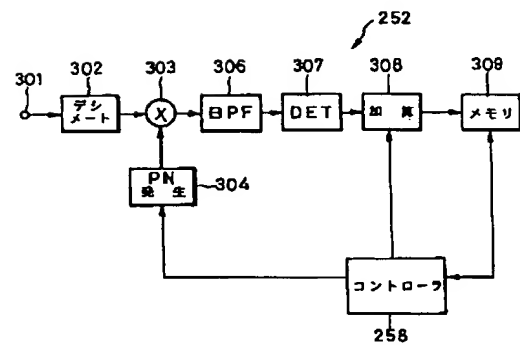
【図12】



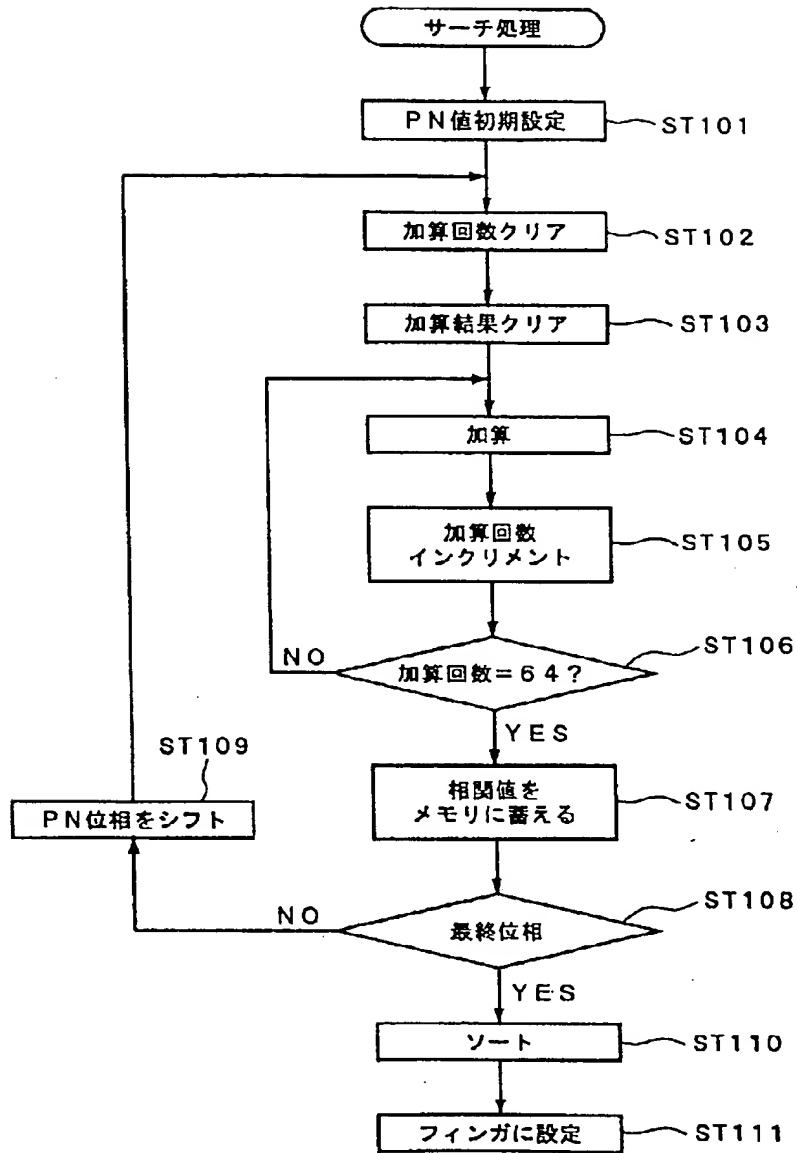
【図10】



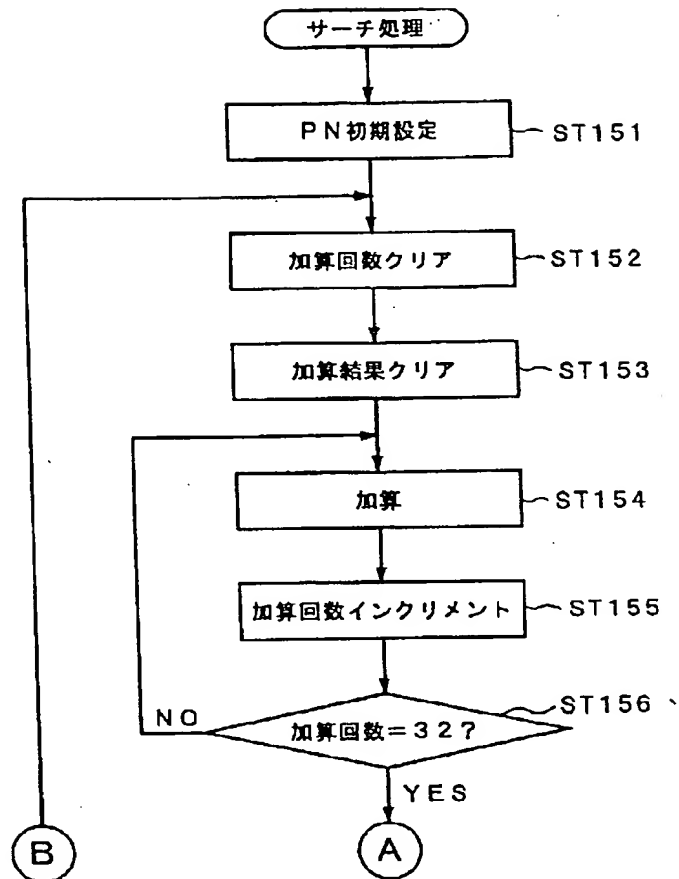
【図14】



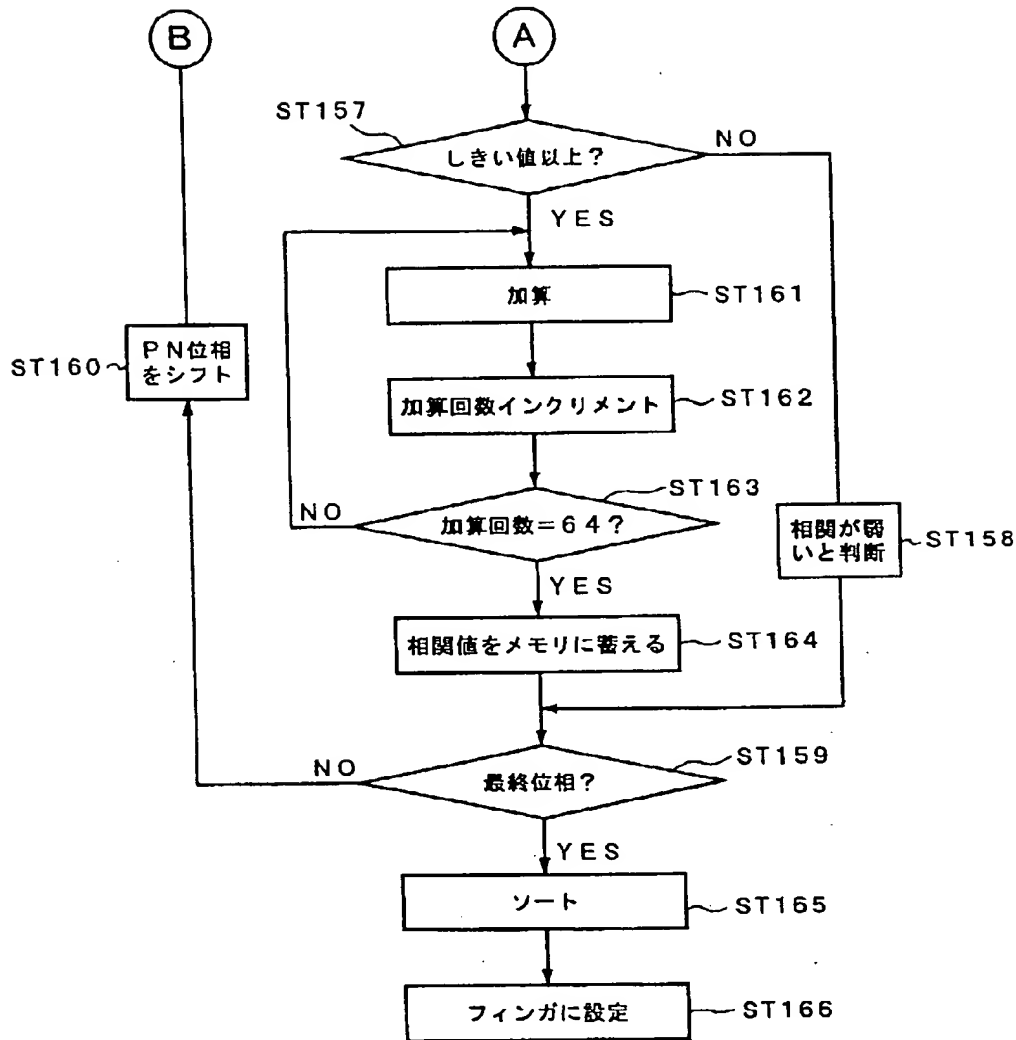
【図13】



【図15】



【図16】



【手続補正書】

【提出日】平成9年2月24日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】図面の簡単な説明

【補正方法】変更

【補正内容】

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末の全体構成を示すブロック図である。

【図2】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるサーチの構成の一例を示すブロック図で

ある。

【図3】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるサーチの構成の一例の説明に用いるグラフである。

【図4】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるサーチの構成の一例の説明に用いるグラフである。

【図5】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるサーチの構成の一例の説明に用いるフローチャートである。

【図6】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話

端末におけるフィンガの構成の一例を示すブロック図である。

【図7】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるサーチの他の例のブロック図である。

【図8】マルチバスの説明に用いる略線図である。

【図9】マルチバスの説明に用いる波形図である。

【図10】ダイバシティRAKE方式の説明に用いるブロック図である。

【図11】ダイバシティRAKE方式の受信機の一例のブロック図である。

【図12】従来のサーチの一例のブロック図である。

【図13】従来のサーチの一例の説明に用いるフロー*

*チャートである。

【図14】従来のサーチの他の例のブロック図である。

【図15】従来のサーチの他の例の説明に用いるフローチャートである。

【図16】従来のサーチの他の例の説明に用いるフローチャートである。

【符号の説明】

25A、25B、25C・・・フィンガ、28・・・サーチ、60・・・最高値検出回路、61・・・最高値メモリ

【手続補正書】

【提出日】平成9年12月25日

【手続補正1】

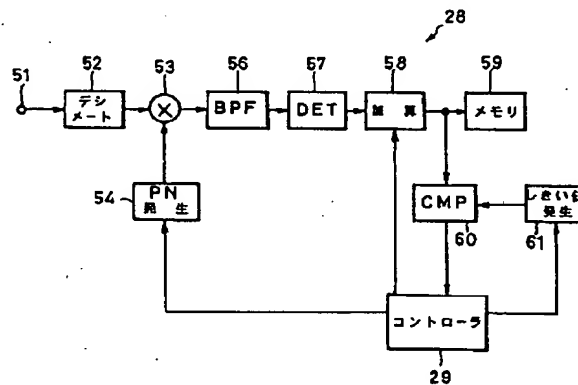
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図2

※【補正方法】変更

【補正内容】

【図2】



【手続補正2】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図14

【補正方法】変更

【補正内容】

【図14】

